市販トリファイラー巻き出力トランスを使った

KT-88 CSPP アンプの製作

安価な水平偏向管に打ってつけの OPT

■ 塩田 春樹 ■

とうとう専用トランスが市販される

そのニュースを聞いたとき，思わず「やったぁ！」と快哉を叫びました．CSPP ファンにとって待ちに待った，そしてなかば諦めかけていたトリファイラー巻き OPT がいよいよ市販されるというのです．でも，それからずいぶん待ちました．そして，この 4 月中旬，ほんとうに市販開始の運びとなったのです．

それは ASTR-80 といい，すでに数種の CSPP 用バイファイラー巻き OPT で実績のある（染谷電子の製品です（同社直販のみ．定価 25,000 円／個，税・送料・支払手数料別 TEL：048-445-1440）．早速量産第 1 ロットを入手し試作しましたので，ご参考に供したいと思います．この OPT は 1 次インピーダンスが 4.4kΩ の場合は 35W 型（3.2kΩ の場合は 50W）ですから，KT 88 を使って出力 30W 以上と，それなりの出力を狙ってみました．

トリファイラー巻き OPT はなぜ必要か

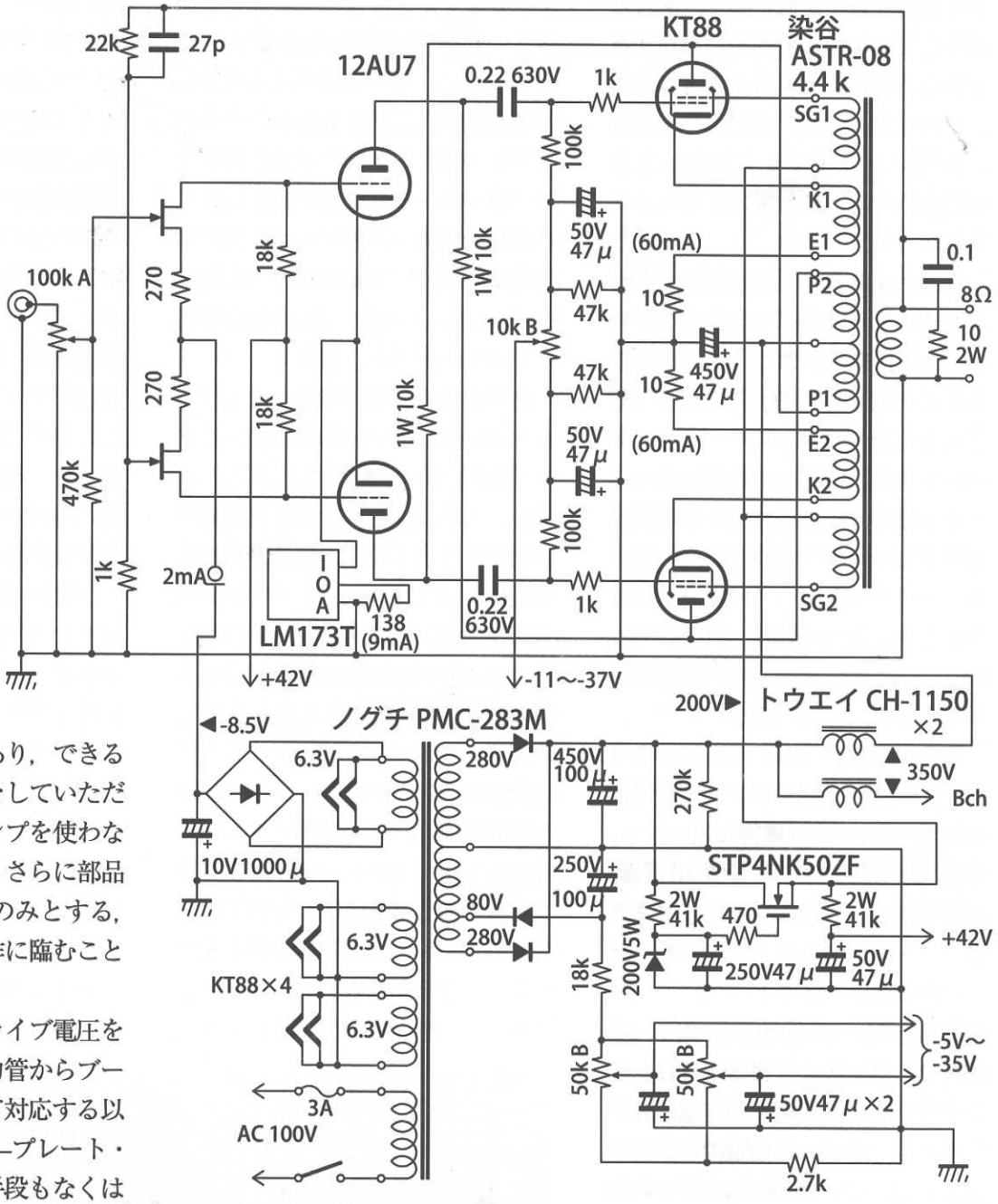
マッキントッシュ型 CSPP を実現するための OPT として最もベーシックな OPT が，バイファイラー巻き OPT です．これは出力を取り出すプレート（P）用とカソード（K）用の 2 つ（バイ＝Bi）の巻線を密着して平行に巻いた OPT です．これに対し，スクリーン・グリッド（Sg）給電用にもう 1 つ巻線を設け，P 用，K 用と合わせて 3 つ（トリ＝Tri）の巻線を密着して平行に巻いた OPT がトリファイラー巻き OPT です．

では，なぜ Sg 用をいっしょに巻くのでしょう．理由は大きくは 2 つです．多くの出力管の最大 Sg 電圧は最大 P 電圧より低いものが大半です．オーディオ用に使ってもすばらしいパフォーマンスを示す水平偏向出力管の Sg 電圧は P の半分とか 4 分の 1 しかないものが大多数であることは，すでにご案内のとおりだと思いますが，オーディオ専用管でも，たとえば最近本誌で紹介された新型管 KT150 では P が 850V，Sg が 650V ですし，古くから著名な KT 88 は 800V と 600V，EL34 に至っては 800V と 425V で偏向出力管並みです．

オーディオ管にあっては，もちろん通常の動作条件としてこんな高電圧をかけることはなく，少なくとも P 電圧を落として Sg に合わせればほぼ所望の出力が得られることが多いので，実用上は大きな問題とはなりませんが，規格表に掲載されている推奨動作例を見ると，たいていの場合 Sg 電圧は P 電圧より若干低めに設定されています．それは，その出力管にとって最も合理的な動作となるからでしょう．

一方，水平偏向管をオーディオ用として使う場合，P 電圧を Sg 電圧に合わせるなんてことをすればまったく出力を期待できないことになってしまいます．ではオーディオ管，偏向管のいかんを問わず，P と Sg の電圧差にどう対処するかといえば，ツェナーで B 電源から減圧して Sg に給電するか，Sg 用に別電源を設けるかのいずれかとなります．

ただしこうすると，前者は最大出



〈第1図〉
はじめて市販されたトリファイラー巻き出力トランスを使ったKT-88 CSPPアンプの全回路図

にしたいという意図もあり，できるだけ多くの読者に追試をしていただきたいと考え，オペアンプを使わない，高電圧も使わない，さらに部品はすべて一般の市販品のみとする，という方針で設計・製作に臨むこととしました．

高電圧を使わずにドライブ電圧を確保するとなると，出力管からブート・ストラップをかけて対応する以外に手はありません――プレート・チョークを使うという手段もなくはありませんが，これはこれで大袈裟になりますし，適当な商品が市販されているわけでもありません．

ブート・ストラップという手法に対して音の面，設計思想の面から否定的な見解もあります．いわく，ブート・ストラップをかけると音の芯が甘くなる，せっかく内部抵抗をカソード帰還によって下げた（ダンピング・ファクタ／DFが上がる）のにブート・ストラップを掛けて上げてしまう（DFを下げる）のは矛盾だ，等々．

前者は幸い（不幸？）にして筆者にはまったく感知できません．芯の甘さはブート・ストラップのいかんとは関係のない別の要因ではないでしょうか．後者は確かにある意味で矛盾ですが，それでもなおCSPPにふさわしいDFが得られるならそれで十分ではないか，と考えています．

というわけで，CSPPに関する限り，ブート・ストラップには何も本質的な問題を孕んではいないというのが筆者の最近の見解です．

さて，かくしてドライブ電圧が確保できてもトータルでの利得不足は免れませんから，これを補うにはもう1段電圧増幅部が必要となり，3段増幅は必至となります．ただ，今回は2つの電圧増幅段に差動型を採用し，かつそれらを直結することで時定数を回避するなど，安定性には配慮をしました．

初段にはFETを使っています．FETは動作条件の選択範囲が広く，電圧帰還も含めれば多くの場合ほとんど自由といってよいほど，いかなる利得にも対応可能です（もちろん品種によりそれなりの上限はあります）．し

あって簡単，かつ厳密にバランスが取れましたので，そのせいではないようです．しかし，所詮0.1%という検知限以下の低ひずみ領域の話ですから，問題にするまでもないことでしょう．

なお，ひずみ率データは，筆者の都合により，プロ機によるものですが，筆者のいつものデータに比べ，より精密・正確になっています．

(3) ダンピング・ファクタ／DF

オン・オフ法，1kHzで左右とも10と，十分な数値です．20kHzでも6.7ありますから，ブート・ストラップがCSPPの特長をなんら減殺するものではないことを示しています．十分に引き締まった低音が期待されます．

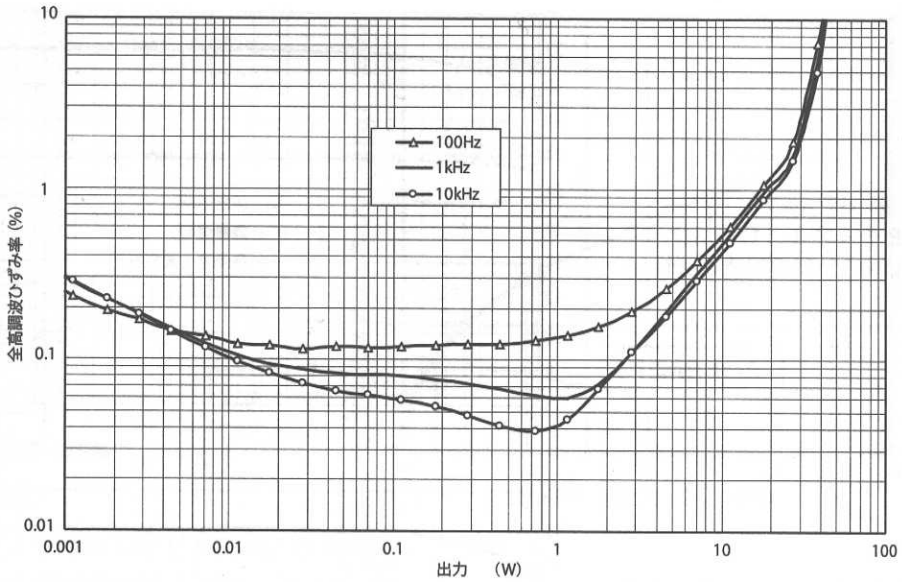
(4) 残留雑音

入力VR最小位置で，無帰還時は左右それぞれ0.4mV，0.85mVと1mVを切ることができました．負帰還後はそれぞれ0.14mV，0.28mVです．1mV以下なら能率93dB程度の比較的高能率のスピーカでもノイズは聴こえませんが，この数値が小さいほど音の純度（クッキリ感）が増すように思えます．

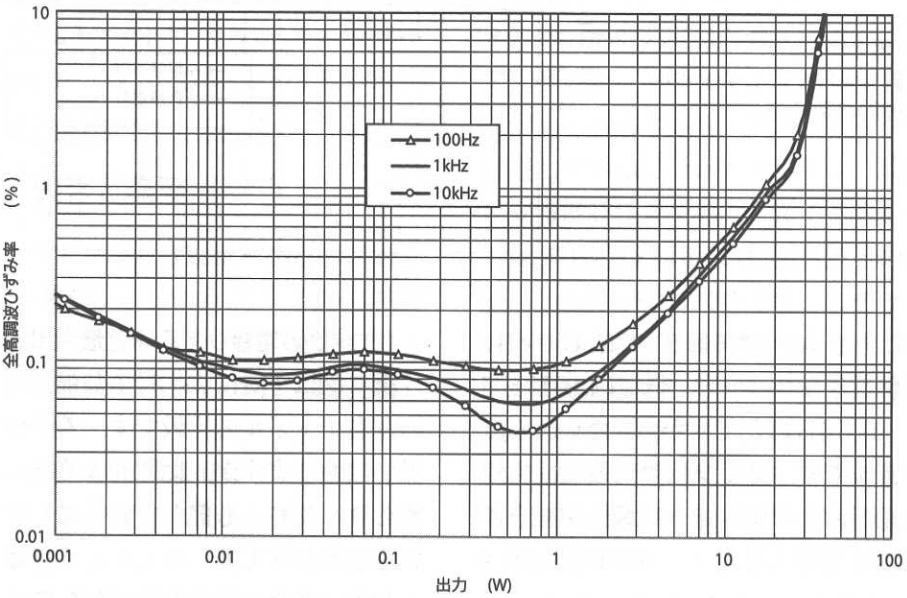
(5) クロストーク（第10図）

左右で差はありますが，−80dB以下と比較的好成績です．左右差は残留雑音の差です．真のクロストークは残留雑音以下なので，クロストーク測定といっても実は残留雑音を測っているだけになっています．

高域に向かってカーブが上昇していますが，このあたりはその周波数における真のクロストークといえましょう．前述のプロの方に測定していただいたデータ（R→L，**第11図**）では，必要帯域でのそれは−110dB以下と超優秀です．筆者の1kHzスポット・クロストーク測定器（?）では−100dBでした．



〈第8図〉Rチャネルの NFB ありのときの雑音ひずみ率特性



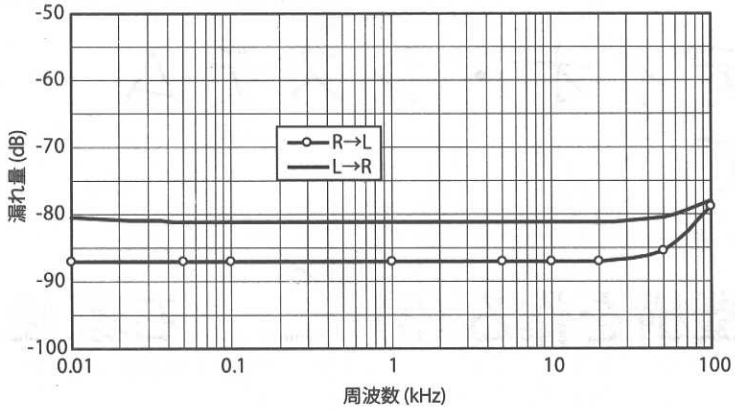
〈第9図〉Lチャネルの NFB ありのときの雑音ひずみ率特性

それにしても，プロ用の測定器はすごいですね．ノイズの中から漏れ信号だけを捕らえて計測するのですから．筆者自作のスポット測定器のSN比を何十倍にもよくしたものを10Hzから100kHzまで100台並べたような機械ですから，高価なのは当然と納得してしまいます．

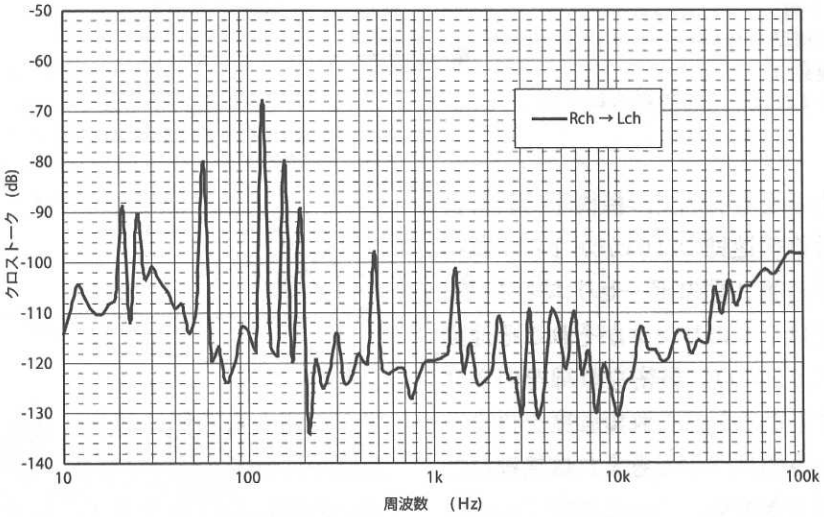
明確な定位，これぞCSPPの音

音を出した瞬間から「これぞCSPP！」という音です．引き締まった低音，伸び伸びとした高音，それらが実在感を伴って飛び出してきます．芯のある，線の太い，そして躍動感のある音です．

定位はクロストークの数値からも想像できるように抜群ですが，それ以上にSgを定電圧化したご利益でしょう，音の輪郭に“滲み”がありません．これが定位をさらに明確なものにしています．「トリファイラー巻きOPT，ここにあり」という感じです．しかし，言葉ではいくら効能を述べたところで伝わるわけがありません．ぜひ，読者ご自身でお確かめ願いたいものです．



〈第10図〉本機のクロストーク特性



〈第11図〉プロ用機で測定したR→Lのクロストーク特性

ところで，この新型OPT，期待に違わず周波数特性はもちろん，位相特性などの物理特性もたいへんすばらしく，徹底的にしゃぶり尽したいという意欲に駆られます．

本機の初段をCasComp化すればどうなるかということにも興味はありますが，それよりも何よりも，このOPTはこの世に安価で数多出回っている中大型の水平偏向出力管をオーディオ用として使うにはもってこいですから，これらの水平偏向出力管を手当たり次第使い，その隠れた，そして新鮮な魅力をどんどん掘り起こしていきたいと意気込んでいるところです．読者諸兄もいかがですか？

【注1】 出力段の利得は，カソード側が$A2=\mu Z/\{rp+(2+\mu)Z\}$で求められますので，プレート側との合算のためこれを2倍します．

式に代入する動作点付近の出力管のμ（増幅率）とrp（内部抵抗）は**第2図**の特性図より作図によって求めます．ただし，多極管の場合μは作図で求め難いので，rpとgm（相互コンダクタンス）を作図で求めてからμを計算で求めます．Zは負荷インピーダンスです．

本機の動作点は350V，60mAです．rpはこの動作点を通る特性カーブ上のこの点に接する接線を引き，その接線の傾き（＝電圧変化分÷電流変化分）を求めるとそれがrpです．これはオームの法則です．

特性表には本機の動作点を通る特性カーブ（グリッド電圧−18V付近のもの）は描かれていませんから，ここでは−16Vと−20Vの特性カーブから求めた数値の平均値をもって−18Vのものとみなしています．−16Vのカーブの接線は，P電圧が0〜500Vと500V変化すると，電流は52〜91mAと39mA変化しますから，rp=500／39=12.8kΩとなります．同様に，−20Vでは23.8kΩとなりますから，これらの平均値の18.3kΩをrpとします．

gmは定義とおりの計算です．P電圧が350Vにおいてグリッド電圧が−12V〜−20Vと8V変化すると，電流は122〜44mAと78mA変化するので，gm=78÷8=9375mSです．したがって，真空管の3定数から，

$\mu=rp\times gm=18.3\times 9375=178.4$

です．Zは1.1kΩですから，

$A2=178.4\times 1.1\div\{18.3+(2+178.4)\times 1.1\}=0.905$

となり，したがって，

利得=A2×2=1.81

となります．

【注2】 ブート・ストラップによって増大する負荷抵抗の抵抗値Rbsは，Rp／(1−A2)で求められます．ここでRpは現物の抵抗器の抵抗値10kΩ，A2は注1のA2と同じ0.905です．したがって，

Rbs=10／(1−0.905)=105.3kΩ

です．A2の計算式からgmが大きいほど抵抗値の増加率が高くなる＝出力が増えることがわかります．

【注3】 **第3図**におけるブート・ストラップ後の10.3kΩのロー・ライン上で，動作点270V／4.5mAの両側のグリッド(G)電圧カーブ−12Vと−14Vのそれぞれとロード・ラインの交点のP電圧は256Vと281Vです．これはG電圧が−12V〜−14Vと2V動くと，P電圧は256V〜281Vと25V動くことを意味しますから，利得=25÷2=12.5倍と計算されます．